



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10256969 A**(43) Date of publication of application: **25 . 09 . 98**

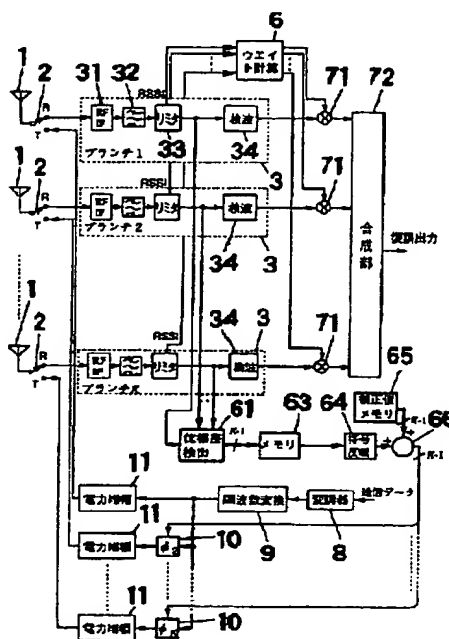
(51) Int. Cl.

H04B 7/08
H04B 7/26
(21) Application number: **09055828**(22) Date of filing: **11 . 03 . 97**(71) Applicant: **MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD**(72) Inventor: **TAROUMARU MAKOTO****(54) RADIO BASE STATION EQUIPMENT****(57) Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a radio base station equipment based on TDD (time division) communication which improves the transmission quality of a down line with a fixed transmission power without increasing the transmission power.

SOLUTION: A phase difference between branches for reception which is obtained by a phase difference detector 61 is stored in a memory 63. At the time of transmission, a code is inverted to correct the variance in phase between branches of a transmission/reception circuit by an adder 66, and a phase shifter 10 is set. The transmission signal, which has the phase controlled by the phase shifter 10 so that a reception phase of a mobile station is the same phase, is amplified by a power amplifier 11 having a fixed output and is transmitted. A gain equivalent to equal gain composite diversity is obtained on the outgoing line, and an expected value of the intensity of a reception electric field in a terminal is improved.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(11)特許出願公開番号

特開平10-256969

(43)公開日 平成10年(1998)9月25日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

FI

H 0 4 B 7/08
7/26

H 0 4 B 7/08
7/26

D
D

審査請求 未請求 請求項の数6 OL (全 14 頁)

(21)出願番号 特願平9-55828

(22)出願日 平成9年(1997)3月11日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 太郎丸 眞

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

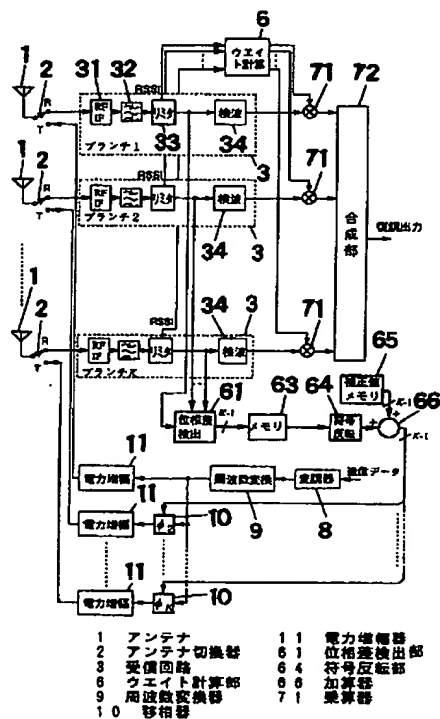
(74)代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

(54) 【発明の名称】 無線基地局装置

(57) 【要約】

【課題】 送信電力を増加することなく、かつ一定の送信電力で下り回線の伝送品質を向上させたTDD通信による無線基地局装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 位相差検出器 61 で得られた受信時のブランチ間の位相差は、メモリ 63 に格納される。送信時には符号が反転され加算器 66 で送受信回路のブランチ間の位相バラツキを補正して移相器 10 が設定される。移相器 10 で、移動局の受信位相が同相となるよう位相制御された送信信号は、一定出力の電力増幅器 11 で増幅され送信される。下り回線では等利得合成ダイバーシティと等価な利得が得られ、端末における受信電界強度の期待値が向上する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】複数のアンテナと、この複数のアンテナからそれぞれ受信信号を供給される複数の受信回路と、この複数の受信回路の出力を合成する合成手段と、前記複数の受信回路における各々の受信信号の位相、または前記各々の受信信号相互間の位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の出力を一時的に格納するメモリと、変調された送信信号を生成する変調器と、前記送信信号の位相を制御して出力する移相器と、前記送信信号および前記移相器によって位相制御された送信信号を所要の電力に増幅し前記複数のアンテナにそれぞれ送信信号を供給する複数の電力増幅器とを備え、前記移相器は前記メモリの内容に従って制御されることを特徴とする無線基地局装置。

【請求項2】複数のアンテナと、この複数のアンテナからそれぞれ受信信号を供給される複数の受信回路と、この複数の受信回路の出力を合成する合成手段と、前記複数の受信回路における各々の受信信号の位相、または前記各々の受信信号相互間の位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の出力を一時的に格納するメモリと、変調された送信信号を生成する変調器と、前記送信信号を所要の電力に増幅する電力増幅器と、前記電力増幅器の位相を制御して出力する移相器とを備え、前記複数のアンテナは前記移相器および前記電力増幅器からそれぞれ送信信号を供給され、前記移相器は前記メモリの内容に従って制御されることを特徴とする無線基地局装置。

【請求項3】前記複数の受信回路は同期検波器を備え、前記位相差検出手段は前記複数の受信部における前記同期検波器において各々再生された搬送波の位相、または前記搬送波の位相相互間の位相差を検出することを特徴とする請求項1または2記載の無線基地局装置。

【請求項4】前記複数の受信部の受信信号強度を比較し、前記電力増幅器の動作を制御可能な制御手段を備え、前記複数の電力増幅器は出力を個々に停止する制御が可能なものであって、前記制御手段により、前記複数の受信部の受信信号強度のうち最大のものととの差が、予め設定されたしきい値を下回る受信信号強度となった前記受信部に対応する前記アンテナが存在した場合、このアンテナに送信信号を供給する前記電力増幅器の出力を停止させるよう制御することを特徴とする請求項1記載の無線基地局装置。

【請求項5】前記移相器は、移相量を離散的な値を切り換え設定可能なものであって、移相量の分解能が90度以下となるよう構成されたことを特徴とする請求項1または2記載の無線基地局装置。

【請求項6】前記移相器は、移相量が固定され移相量が互いに異なる複数の移相回路と、前記移相回路を切り換える切換手段とを備え、移相量の分解能が90度以下となるよう構成されたことを特徴とする請求項1、2、5

のいずれかに記載の無線基地局装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、移動端末（移動局）と通信を行う無線基地局装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、セルラ電話やパーソナルハンディホンに代表される公衆移動体通信の普及とデジタル化が急速に進行している。基地局を介して通信を行う移動無線通信システムの無線区間の規格としては、例えば社団法人電波産業会標準規格RCRSTD-28にパーソナルハンディホンに関するものが規定されている。そして上記パーソナルハンディホンでは、基地局から移動局に対する（以下、「下り」という）電波と、移動局から基地局に対する（以下、「上り」という）電波とを、同一周波数で時分割で通信する時分割通信（TDD）により通信が行われる。

【0003】ところで、移動体通信においては一般にフェージングが発生し、伝送品質、すなわちビット誤り率特性が大きく劣化する。フェージングによる伝送品質劣化を補償する方法としては、ダイバーシティ受信が一般的である。しかしダイバーシティ受信を行うダイバーシティ受信機は、構成が複雑になるため基地局ではよく用いられるが、小型・低消費電力が要求される端末装置に用いるのは好ましくない。

【0004】この問題を解決する方法として送信選択ダイバーシティがある。送信選択ダイバーシティはTDDの無線システムにおいて、送信直前の受信時に最も受信品質が良好であったダイバーシティ枝（アンテナ）で送信するものである。従って基地局でダイバーシティ受信を行い、かつ送信選択ダイバーシティを行えば、移動局では全くダイバーシティを行わなくともフェージングの影響を上下回線ともに軽減できる。特に移動局が歩行速度程度で移動するようなフェージングが遅い場合には、送信選択ダイバーシティの効果は選択合成によるダイバーシティ受信と同等の効果が得られる。パーソナルハンディホンシステムの公衆基地局においては、小川・小林編、電気通信協会発行「やさしいパーソナルハンディホン」第3編に詳述されているように、基地局においてダイバーシティ受信と送信選択ダイバーシティを行うことを前提として無線回線設計がなされている。

【0005】ダイバーシティ受信におけるブランチ合成法としては、選択合成、等利得合成、最大比合成等があり、最大比合成が最も効果が高い。この最大比合成ダイバーシティは、例えば文献（近藤「TDMA/TDD通信方式における送信ダイバ ーシチ特性」電子情報通信学会秋季大会B-355）に述べられているように、送信への適用も検討されている。すなわち、受信時に設定した各ブランチのウェイトと位相差に応じて、各ブランチの送信信号に重み付けと位相制御を行って送信すれば

よい。なお、上記文献は計算機シミュレーションにより適用効果を検討したもののだが、詳細な装置の構成は示されていない。

【0006】このような送信最大比合成ダイバーシティの基地局装置を実現するには、ブランチ毎に送信信号の位相と振幅を制御する必要がある。これら位相および振幅制御を終段電力増幅器出力とアンテナの間で行えば、送信回路は送信選択ダイバーシティ同様に1系統でよい。しかしそのような位相および振幅を連続的に制御するには、可変抵抗、リアクタンス素子、例えばPINダイオードなどを用いた構成となり、電力効率が低下する。従って、一般には送信回路のうち少なくとも終段電力増幅器はブランチ毎に備えた構成とする必要がある。つまり位相・振幅制御は、終段電力増幅器よりも前段で行う構成とする必要がある。

【0007】以上のように従来のTDD方式の無線基地局装置においては、ダイバーシティ受信と送信選択ダイバーシティまたは送信最大比合成ダイバーシティを行うことで、伝送品質の改善、通信可能区域の拡大を図っていた。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記の従来の無線基地局装置では、上りで最大比合成ダイバーシティ受信を行った場合、下りが送信選択ダイバーシティだとダイバーシティ利得に差があるため、送信電力を大出力とする必要がある。従って他の近隣基地局に接続する移動局に対し干渉を与える確率が高くなり、周波数利用効率が低下する問題点がある。

【0009】また、送信最大比合成ダイバーシティを行った場合でも、送信回路のうち少なくとも終段電力増幅器はブランチ数だけ備える必要があり、構成が複雑になる。さらに終段電力増幅器は、出力電力が変化しても位相特性が変化しないよう、広いダイナミックレンジにわたって良好な直線性が必要になる。このため、電力効率の低い回路で構成せざるを得ず、放熱等により回路が大型となる問題点がある。

【0010】そこで本発明は上記問題点を解決し、送信電力を増加することなく下り制御チャネルの到達範囲を拡大できる無線基地局装置を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明は、複数のアンテナと、この複数のアンテナからそれぞれ受信信号を供給される複数の受信回路と、この複数の受信回路の出力を合成する合成手段と、前記複数の受信回路における各々の受信信号の位相、または前記各々の受信信号相互間の位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の出力を一時的に格納するメモリと、変調された送信信号を生成する変調器と、前記送信信号の位相を制御して出力する移相器と、前記送信信号および前記移相器に

よって位相制御された送信信号を所要の電力に増幅し前記複数のアンテナにそれぞれ送信信号を供給する複数の電力増幅器とを備え、前記移相器は前記メモリの内容に従って制御されるようにした。

【0012】この構成により、送信電力を増加することなく下り制御チャネルの到達範囲を拡大可能な無線基地局装置を実現できる。

【0013】

【発明の実施の形態】請求項1に記載の発明は、複数のアンテナと、この複数のアンテナからそれぞれ受信信号を供給される複数の受信回路と、この複数の受信回路の出力を合成する合成手段と、前記複数の受信回路における各々の受信信号の位相、または前記各々の受信信号相互間の位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の出力を一時的に格納するメモリと、変調された送信信号を生成する変調器と、前記送信信号の位相を制御して出力する移相器と、前記送信信号および前記移相器によって位相制御された送信信号を所要の電力に増幅し前記複数のアンテナにそれぞれ送信信号を供給する複数の電力増幅器とを備え、前記移相器は前記メモリの内容に従って制御される。

【0014】そしてこの構成により、上り受信時に得られた各アンテナ毎の位相に応じた位相差を付けて下り信号を送信するため、各アンテナから送信された信号の位相が移動局のアンテナではほぼ同相となって強め合うという作用を有し、また電力増幅器が定出力になるという作用を有する。

【0015】請求項2に記載の発明は、複数のアンテナと、この複数のアンテナからそれぞれ受信信号を供給される複数の受信回路と、この複数の受信回路の出力を合成する合成手段と、前記複数の受信回路における各々の受信信号の位相、または前記各々の受信信号相互間の位相差を検出する位相差検出手段と、この位相差検出手段の出力を一時的に格納するメモリと、変調された送信信号を生成する変調器と、前記送信信号を所要の電力に増幅する電力増幅器と、前記電力増幅器の位相を制御して出力する移相器とを備え、前記複数のアンテナは前記移相器および前記電力増幅器からそれぞれ送信信号を供給され、前記移相器は前記メモリの内容に従って制御される。

【0016】そしてこの構成により、請求項1記載の発明と同様の作用に加え、電力増幅器が1系統となる作用を有する。

【0017】請求項3に記載の発明は、請求項1または2記載の発明において、前記複数の受信回路は同期検波器を備え、前記位相差検出手段は前記複数の受信部における前記同期検波器において各々再生された搬送波の位相、または前記搬送波の位相相互間の位相差を検出する。

【0018】そしてこの構成により、位相差検出手段の

入力として再生された搬送波を用いるため、検出される位相差に含まれる雑音成分が少なくなるという作用を有する。

【0019】請求項4に記載の発明は、請求項1記載の発明において、前記複数の受信部の受信信号強度を比較し、前記電力増幅器の動作を制御可能な制御手段を備え、前記複数の電力増幅器は出力を個々に停止する制御が可能なるものであって、前記制御手段により、前記複数の受信部の受信信号強度のうち最大のものととの差が、予め設定されたしきい値を下回る受信信号強度となった前記受信部に対応する前記アンテナが存在した場合、このアンテナに送信信号を供給する前記電力増幅器の出力を停止させるよう制御する。

【0020】そしてこの構成により、伝播状態が悪いアンテナに対応する電力増幅器の出力を停止するので、平均消費電力が低下するという作用を有する。

【0021】請求項5に記載の発明は、請求項1または2記載の発明において、前記移相器は、移相量を離散的な値を切換設定可能で、移相量の分解能が90度以下となるよう構成した。

【0022】そしてこの構成により、前記移相器の構成が簡単になるという作用を有する。請求項6に記載の発明は、請求項1、2、5記載の発明において、前記移相器は、移相量が固定され移相量が互いに異なる複数の移相回路と、前記移相回路を切り換える切換手段とを備え、移相量の分解能が90度以下となるよう構成した。

【0023】そしてこの構成により、移相回路として伝送線路やインダクタやコンデンサなどの受動部品で構成でき、低損失な移相器が構成できるという作用を有する。

【0024】（実施の形態1）図1は本発明の実施の形態1における無線基地局装置のブロック図、図2は同無線基地局装置の位相差検出部の構成を示す回路およびブロック図、図3は同無線基地局装置の位相差検出部の動作を示す説明図、図4は同無線基地局装置の動作時の位相関係を示す説明図である。本実施の形態1は、Kブランチ（Kは2以上の整数）のダイバーシティを行うTDD通信による無線基地局装置を示すものである。なお、以下に述べる各実施の形態の無線基地局装置は、いずれもTDD通信によるものである。

【0025】図1において、1はアンテナで、一般には水平面内無指向性のものを用いるが、例えばセクタ化セル等の場合には指向性アンテナであっても良い。2はアンテナ切換器で、送受信に応じてアンテナを切り換えるものである。3は各ブランチ毎にアンテナ1で得られた受信信号を位相ベースバンド信号に変換する受信回路で、高周波回路31、バンドパスフィルタ32、リミタ増幅器33、検波器34から構成される。一般的なデジタル変調信号の受信機と同様に、バンドパスフィルタ32はできるだけ符号間干渉が生じない範囲で狭帯域な

の、すなわち送信波形に対応した整合フィルタとしての、あるいはそれに近似した周波数特性を有するセラミックフィルタ等を用いる。

【0026】リミタ増幅器33は出力信号の振幅が一定になる増幅器で、受信信号強度（RSSI）を出力する端子を有する。検波器34は、入力の中間周波信号を検波し、ベースバンドを信号出力するもので、遅延検波や同期検波、周波数検波等が用いられる。6はウェイト計算部で、最大比合成を行うための合成ウェイトをRSSIから算出する。71は乗算器で、受信回路3から得られるベースバンド信号を、ウェイト計算部6で得られるウェイトによって重み付けする。72は合成部で、乗算器71で重み付けされたベースバンド信号を加算し、データ判定して復調データを出力する。以上の構成は、従来用いられている検波後最大比合成ダイバーシティ受信機と同一の構成である。

【0027】61は位相差検出部であり、各ブランチの受信部の検波器入力におけるあるブランチに対する位相差を検出するもので、K-1個の出力を出力が得られる。本実施の形態1ではブランチ1に対する位相差を出力するものである。63はメモリで、受信期間に得られた位相差検出部61の出力が書き込まれ、次の送信期間まで保持される。64は符号反転部で、入力の正負の符号を反転する。65は補正值メモリで、アンテナ切換器2から検波器34まで、および送信回路における位相特性のブランチ間の不揃いを補正するK-1個の値が格納される。66は加算器で、符号反転された受信時のブランチ間位相差を補正值メモリ65の値で補正して出力する。

【0028】8は送信するデジタルデータに応じて搬送波を変調して送信信号を発生させる変調器、9は変調器8で生成された送信信号を所定の通信周波数に変換する周波数変換器、10は加算器66からのブランチ間位相差で周波数変換器9から得られる送信信号の位相をブランチ毎にシフトする移相器、11は移相器10および周波数変換器9からの送信信号を所要の電力に増幅する電力増幅器である。以上の構成で、位相差検出部61は例えば図2に示した回路をK-1個用いて構成することができる。

【0029】図2において、611および612は排他的論理和（EOR）回路、613は端子Bより入力される信号を $\pi/2$ だけ位相を遅らせる移相回路、615、616はEOR回路611、612の出力を平均する移動平均回路で、平均時間は移相差検出回路の入力となる中間周波信号周期の整数倍か、同周期よりも十分長く、かつシンボル周期よりも短い時間を設定する。そして端子CおよびSには、端子Bの入力信号に対する端子Aの入力信号の位相差に応じ、図3に示す値が出力される。したがって位相変換部616では、端子Sの値の1/2との大小で符号を、端子Cの値で位相差の絶対値を得る

ことができ、出力として符号付の位相差信号が得られる。また、符号反転部64を省略し加算器66を減算器としても全く等価な構成となる。さらに位相差検出部61、メモリ63、符号反転部64、加算器66等の処理をソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成としても全く同様に動作する。この場合検波器34、ウェイト計算部6、乗算器71、合成部72における信号処理も同様にソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成とすることもできる。

【0030】以上のように構成された無線基地局装置について、以下その動作を説明する。いま、各部の位相（伝達）特性が図4に示す特性であったとすると、補正值メモリ65には（数1）で示す $K-1$ 個の値が格納される。なお、図4における受信回路位相特性は、アンテナ切換器2から検波器34の入力までのものであり、送信回路位相特性は、周波数変換器9の出力から、または移相器10の出力からアンテナ切換器2までのものである。

【0031】

【数1】

$$\begin{aligned}\phi_{C2} &= (\phi_{R2} - \phi_{R1}) - (\phi_{T2} - \phi_{T1}) \\ \phi_{C3} &= (\phi_{R3} - \phi_{R1}) - (\phi_{T3} - \phi_{T1}) \\ &\vdots \\ \phi_{CK} &= (\phi_{RK} - \phi_{R1}) - (\phi_{TK} - \phi_{T1})\end{aligned}$$

【0032】これらの補正值は、アンテナ切換器2のアンテナ側端子に位相が等しい信号を入力したときの、検波器34入力位相のブランチ1に対する位相差と、移相器10を全て0に設定したときの、アンテナ切換器2のアンテナ側端子のブランチ1に対する位相差との差である。受信回路および送信回路の位相特性は時間的に不変であるから、同補正值は装置の設置時あるいは製造における調整工程などで測定し、補正值メモリ65に書き込むことができる。

【0033】次に受信期間においては、アンテナ切換器2が図中R側へ接続され、アンテナ1で受信された受信信号は、受信回路3で各ブランチ毎にベースバンド信号にそれぞれ変換され、乗算器71および合成部72で重み付け加算されて復調出力を得る。この時、受信回路3の検波器34の入力搬送波位相、即ちアンテナ1における搬送波位相はブランチ毎に異なるが、検波器34の復*

* 調動作により同出力には搬送波位相に関わり無く、ベースバンド信号が得られる。従って、搬送波位相がブランチ間で π だけ異なっている場合でも、各ブランチのベースバンド信号は打ち消し合うことなく合成部72で良好に合成される。即ち、従来用いられている検波後最大比合成ダイバーシティ受信機と全く同様に動作する。この時、各ブランチの検波器34の入力搬送波位相の、ブランチ1に対する位相差が位相差検出部61で検出され、メモリ63に取り込まれる。

10 【0034】次に送信時にはアンテナ切換器2が図中T側へ接続され、送信データに従って変調された送信信号が変調器8で生成され、周波数変換器9で通信周波数へ変換される。周波数変換された送信信号は、直接または移相器10を介して電力増幅器11で増幅され、アンテナ切換器2およびアンテナ1を介して移動局へ送信される。この時メモリ63に受信時に格納された値が読み出され、符号反転部64、減算器66を介して得られた値 $K-1$ 個の値が移相器10に設定される。従って受信期間における伝播路の位相特性を図4のようにおくと、移相器10に設定される値は（数2）となる。

20 【0035】

【数2】

$$\begin{aligned}\phi_2 &= -((\phi_{P2} + \phi_{R2}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) + \phi_{C2} \\ \phi_3 &= -((\phi_{P3} + \phi_{R2}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) + \phi_{C3} \\ &\vdots \\ \phi_K &= -((\phi_{PK} + \phi_{R2}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) + \phi_{CK}\end{aligned}$$

30 【0036】なお、伝播路位相特性は、アンテナ1およびアンテナ切換器2までの給電線を含むものである。移動局の移動速度が十分遅く、受信期間からの伝播路位相特性変化が無視できるならば、ブランチ1から送信される電波の移動局における搬送波位相 ϕ_1 は、図4から明らかのように、（数3）となる。

【0037】

【数3】

$$\phi_1 = \phi_{T1} + \phi_{P1}$$

40 【0038】一方、他の各ブランチから送信される電波の移動局における搬送波位相 $\phi_2, \phi_3, \dots, \phi_K$ もそれぞれ、（数4）で示すようになり、互いに同相となる。

【0039】

【数4】

$$\begin{aligned}\psi_2 &= \phi_2 + \phi_{T2} + \phi_{P2} \\ &= -((\phi_{P2} + \phi_{R2}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) \\ &\quad + ((\phi_{R2} - \phi_{R1}) - (\phi_{T2} - \phi_{T1})) + \phi_{T2} + \phi_{P2} \\ &= \phi_{T1} + \phi_{P1}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\psi_3 &= \phi_3 + \phi_{T3} + \phi_{P3} \\ &= -((\phi_{P3} + \phi_{R3}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) \\ &\quad + ((\phi_{R3} - \phi_{R1}) - (\phi_{T3} - \phi_{T1})) + \phi_{T3} + \phi_{P3} \\ &= \phi_{T1} + \phi_{P1}\end{aligned}$$

⋮

$$\begin{aligned}\psi_K &= \phi_K + \phi_{TK} + \phi_{PK} \\ &= -((\phi_{PK} + \phi_{RK}) - (\phi_{P1} + \phi_{R1})) \\ &\quad + ((\phi_{RK} - \phi_{R1}) - (\phi_{TK} - \phi_{T1})) + \phi_{TK} + \phi_{PK} \\ &= \phi_{T1} + \phi_{P1}\end{aligned}$$

【0040】従って移動局では各ブランチからの送信信号が同相で加算されるので、下り回線は等利得合成ダイバーシティ受信と同様の効果が得られ、フェージング発生時の伝送品質が向上する。等利得合成ダイバーシティは、選択合成ダイバーシティよりもダイバーシティ利得が高いので、各ブランチの送信電力を送信選択ダイバーシティにおける送信電力の1/Kとした場合でも、送信選択ダイバーシティよりも高いダイバーシティ利得が得られる。なお、TDMA通信に用いる場合には、メモリ63はタイムスロット毎に、あるいは通信する移動局毎に番地を設定して値を格納すればよい。

【0041】(実施の形態2)図5は本発明の実施の形態2における無線基地局装置のブロック図である。図5において、1はアンテナ、2はアンテナ切換器で、これらは実施の形態1で説明したものと同様である。4は各ブランチ毎にアンテナ1で得られた受信信号を位相ベースバンド信号に変換する受信回路で、高周波回路31、バンドパスフィルタ32、リミタ増幅器33、同期検波器41、キャリア再生部42から構成される。一般的なデジタル変調信号の受信機と同様に、バンドパスフィルタ32はできるだけ符号間干渉が生じない範囲で狭帯域なもの、すなわち送信波形に対応した整合フィルタとしての、あるいはそれに近似した周波数特性を有するセラムミックフィルタ等を用いる。

【0042】リミタ増幅器33は出力信号の振幅が一定になる増幅器で、受信信号強度(RSSI)を出力する端子を有する。同期検波器41は、入力の中周波信号を同期検波し、ベースバンド信号を出力するものである。キャリア再生部42は、搬送波を受信信号から再生するものである。6はウェイト計算部、71は乗算器、72は合成部で、これらの構成は、実施の形態1で説明したものと同様である。

20

【0043】61は位相差検出部であり、各ブランチのキャリア再生部42で得られた再生搬送波の、あるブランチに対する位相差を検出するもので、K-1個の出力を出力が得られる。本実施の形態2ではブランチ1に対する位相差を出力するものである。63はメモリ、64は符号反転部、65は補正值メモリ、66は加算器、8は変調器、9は周波数変換器、10は移相器、11は電力増幅器で、これらの構成は、実施の形態1で説明したものと同様である。

30

【0044】以上の構成で、位相差検出部61は実施の形態1と同様に例えば図2に示した回路をK-1個用いて構成することができる。あるいは、文献(S. Katoほか、「A new burst coherent demodulator for microcellular TDMA/TDD systems」IEICE Transactions on communications, vol. E77-B, pp. 927-933)に詳述されているような位相信号による同期検波の場合は、再生搬送波は直接位相情報として得られるので、位相差検出器はK-1個の減算器で構成でき、簡単な構成となる。

40

【0045】さらに位相差検出部61、メモリ63、符号反転部64、加算器66等の処理をソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成としても全く同様に動作する。この場合検波器34、ウェイト計算部6、乗算器71、合成部72における信号処理も同様にソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成とすることもできる。

50

【0046】以上のように構成された無線基地局装置について、以下その動作を説明する。いま、各部の位相(伝達)特性が図4に示す特性であったとすると、実施の形態1と同様に補正值メモリ65には(数1)で示す

K-1個の値が格納される。次に受信期間においては、アンテナ切換器2が図中R側へ接続され、アンテナ1で受信された受信信号は、受信回路4で各ブランチ毎にベースバンド信号にそれぞれ変換され、乗算器71および合成部72で重み付け加算されて復調出力を得る。つまり検波部の構成を除き、実施の形態1と全く同様に受信動作する。この時、受信回路4のキャリア再生部42で得られる再生搬送波のブランチ1に対する位相差が位相差検出部61で検出され、メモリ63に取り込まれる。

【0047】次に送信時にはアンテナ切換器2が図中T側へ接続され、送信データに従って変調された送信信号が変調器8で生成され、周波数変換器9で通信周波数へ変換される。周波数変換された送信信号は、直接または移相器10を介して電力増幅器11で増幅され、アンテナ切換器2およびアンテナ1を介して移動局へ送信される。この時メモリ63に受信時に格納された値が読み出され、符号反転部64、減算器66を介して得られた値K-1個の値が移相器10に設定される。再生搬送波の位相は、同期検波器41の入力における真の搬送波位相にほぼ追従しているため、移相器10に設定される値は(数2)となる。従って実施の形態1と同様に移動局の移動速度が十分遅く、受信期間からの伝播路位相特性変化が無視できるならば、ブランチ1から送信される電波の移動局における搬送波位相 ϕ_1 と、他の各ブランチから送信される電波の移動局における搬送波位相 $\phi_2, \phi_3, \dots, \phi_k$ は互いに同相となり、実施の形態1と同様の効果が得られる。

【0048】なお、上記実施の形態1, 2の受信回路3または4におけるリミタ増幅器33は、自動利得制御(AGC)増幅回路でも良い。この場合、該回路の出力に於ける受信信号は、平均的振幅が一定値に維持されるが、変調による振幅変動は保存されて検波器に供給される。従ってバンドパスフィルタ32の通過帯域幅をやや広くしておき、検波器の入力においてA/D変換してデジタル信号に変換した後、デジタルフィルタにより実現した整合フィルタとしてのローパスフィルタを介してから検波の信号処理を行う構成とすることができる。このようにデジタル信号処理により整合フィルタを形成することにより、より精度良く最適な伝達関数が形成でき、受信感度が向上する。

【0049】(実施の形態3)図6は本発明の実施の形態3における無線基地局装置のブロック図である。図6において、1はアンテナ、2はアンテナ切換器で、これらは実施の形態1で説明したものと同様である。5は各ブランチ毎にアンテナ1で得られた受信信号を位相ベースバンド信号に変換する受信回路で、高周波回路51、準同期検波器52、ローパスフィルタ53、極座標変換部54および検波部55から構成される。受信信号は高周波回路51で所望のレベルに増幅され、準同期検波器52で周波数が受信信号の搬送波周波数と概略等しい局

部発振信号と直交検波され、直交、同相の非同期ベースバンド信号に変換される。該非同期ベースバンド信号はローパスフィルタ53で、ベースバンド信号帯域外の雑音や残留搬送波成分が除去される。ローパスフィルタ53はできるだけ符号間干渉が生じない範囲で狭帯域なもの、すなわち送信波形に対応した整合フィルタとしての、あるいはそれに近似した周波数特性を有するものである。

【0050】極座標変換部54では、該非同期ベースバンド信号の同相成分を実軸、直交成分を虚軸にとり極座標変換され、位相と振幅成分に変換される。振幅成分はRSSIとして出力される。位相成分は検波器55で検波され、位相ベースバンド信号となる。検波器の構成としては1シンボル間の差分を出力する遅延検波や、文献(S. Katoほか、「A new burst coherent demodulator for microcellular TDMA/TDD systems」IEICE Transactions on communications, vol. E77-B, pp. 927-933)に詳述されているような位相信号による同期検波を用いる。

【0051】6はウエイト計算部で、実施の形態1で説明したものと同様である。73は合成部で、例えば特開平6-268559公報に示された構成によりダイバーシティ合成され、判定されて復調出力を得る。610は位相差検出部で、各ブランチの受信信号の、あるブランチに対する位相差を検出するもので、K-1個の出力が得られる。本実施の形態3ではブランチ1に対する位相差を出力するものである。位相差検出器610はK-1個の減算器で構成でき、簡単な構成となる。

【0052】620はローパスフィルタで、位相差検出器610の出力を時間的に平均化し、雑音等の誤差成分を低減する。63はメモリ、64は符号反転部、65は補正值メモリ、66は加算器、8は変調器、10移相器、11電力増幅器で、これらの構成は、実施の形態1で説明したものと同様である。90は増幅器で、変調器8の送信信号を所要のレベルに増幅する。

【0053】以上の構成で、位相差検出器610、ローパスフィルタ620、メモリ63、符号反転部64、加算器66等の処理をソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成としても全く同様に動作する。この場合検波器34、ウエイト計算部6、乗算器71、合成部72における信号処理も同様にソフトウェアで記述し、デジタルシグナルプロセッサで処理する構成とすることもできる。

【0054】以上のように構成された無線基地局装置について、以下その動作を説明する。いま、各部の位相(伝達)特性が図4に示す特性であったとすると、実施の形態1と同様に補正值メモリ65には(数1)で示すK-1個の値が格納される。次に受信期間においては、

アンテナ切換器 2 が図中 R 側へ接続され、アンテナ 1 で受信された受信信号は、受信回路 5 で各ブランチ毎にベースバンド信号にそれぞれ変換され、乗算器 7 1 および合成部 7 2 で重み付け加算されて復調出力を得る。つまり受信回路の構成を除き、実施の形態 1 と全く同様に受信動作する。この時、準同期検波器 5 2 の入力における受信信号のブランチ 1 に対する位相差が位相差検出部 6 1 0 で検出され、メモリ 6 3 に取り込まれる。次に送信時にはアンテナ切換器 2 が図中 T 側へ接続され、送信データに従って変調された送信信号が変調器 8 で生成され、周波数変換器 9 で通信周波数へ変換される。

【0055】周波数変換された送信信号は、直接または移相器 1 0 を介して電力増幅器 1 1 で増幅され、アンテナ切換器 2 およびアンテナ 1 を介して移動局へ送信される。この時メモリ 6 3 に受信時に格納された値が読み出され、符号反転部 6 4、減算器 6 6 を介して得られた $K-1$ 個の値が移相器 1 0 に設定される。従って実施の形態 1 と同様に、移相器 1 0 に設定される値は (数 2) となる。このときの受信回路位相特性はアンテナ切換器 2 から準同期検波器 5 2 までの位相特性である。移動局の移動速度が十分遅く、受信期間からの伝播路位相特性変化が無視できるならば、ブランチ 1 から送信される電波の移動局における搬送波位相 ϕ_1 と、他の各ブランチから送信される電波の移動局における搬送波位相 $\phi_2, \phi_3, \dots, \phi_k$ は互いに同相となり、実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

【0056】なお、以上の実施の形態 1, 2 および 3 では全ブランチの出力、即ち電力増幅器 1 1 の出力は互いに等しく一定のものをを用いたが、ウエイト計算部 6 において各ブランチの受信レベル差を監視し、最大受信レベルブランチに対し受信レベルが規定値以下のブランチについては、送信電力を 0 とする制御を行う構成としても良い。このように受信レベルが他ブランチに対して著しく低い場合、即ち当該ブランチの伝播損失が大きい場合には、当該ブランチの送信を停止しても移動局における受信電力はほとんど変化しない。従って送信に要する消費電力を平均的に低下させることができ、装置の小型化に寄与できるのみならず、無用の送信を停止することによって近隣基地局などで同一周波数を使用している他の通信に与える干渉も抑えることができる。つまり同一周波数の繰り返し利用距離を短縮可能であり、周波数の利用効率が向上する。

【0057】(実施の形態 4) 以上の実施の形態 1, 2 および 3 は、送信回路における移相器 1 0 を、電力増幅器 1 1 の入力側へ配する構成としたので、移相器 1 0 の挿入損失が大きい場合でも送信回路の電力効率の低下は少ない。しかし、挿入損失が少ない移相器を用いると、図 7 に示す構成とすることもできる。

【0058】図 7 は本発明の実施の形態 4 における無線基地局装置のブロック図である。図 7 において、1 はア

ンテナ、2 はアンテナ切換器、3 は受信回路、6 はウエイト計算部、7 1 は乗算器、7 2 は合成部、6 1 は位相差検出部、6 3 はメモリ、6 4 は符号反転部、6 5 は補正值メモリ、6 6 は加算器、8 は変調器、9 周波数変換器で、これらの構成は、実施の形態 1 で説明したものと同様である。

【0059】1 1 0 は電力増幅器で、実施の形態 1, 2, 3 における電力増幅器 1 1 の K 倍の出力電力のものである。1 0 0 は移相器で、比較的低損失な構成のものが用いられる。例えば、図 8 に示す同軸線路などの受動回路による固定移相回路を複数設けて切り換える構成が用いられる。

【0060】1 0 1 は移相回路としての分布定数線路、1 0 2 は切り換えスイッチである。このような構成とした場合、移相回路は低損失とできる。設定可能な移相量は離散的な値となるが、分解能、即ち位相の切換ステップは $\pi/2$ 以下にすればよい。該分解能が $\pi/2$ のとき、図 4 および (数 4) から明らかなように、各ブランチからの移動局への到来波の位相 $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_k$ は、最大で $\pm \pi/4$ の誤差を生じる。従って任意の 2 ブランチの到来波間の位相差は、最大 $\pi/2$ である。しかし $\pi/2$ 位相が異なる信号を加算しても、元の信号より振幅が低下することはなく、必ず振幅は増加する。この時の振幅の、同相で合成された振幅に対する劣化量は $1/\sqrt{2}$ 、即ち 3 dB である。しかし移相量の誤差は 0 から $\pm \pi/4$ の間で一様に分布する値なので、平均的な劣化量はさらに少ない値となる。

【0061】上記のように、移相器 1 0 0 を電力増幅器 1 1 の出力側に配することで電力増幅器が 1 個となり、構成が簡単になる。なお、図 7 では受信回路を図 1 の実施の形態 1 と同一の構成としたが、図 5、図 6 の実施の形態 2 および 3 と同一の受信回路を用いても全く同様の効果を得ることができる。

【0062】

【発明の効果】本発明によれば、各ブランチの合計送信電力を、従来の送信選択ダイバーシティによる送信電力から増加させることなく、下り回線の伝送品質を向上させることができる。即ちゾーンが拡大する。したがって、特に郊外地等の低トラフィック地域で、できるだけゾーン半径を大きくとることが望ましい場合に好適な無線基地局装置を実現できる。また、送信電力は常に一定なので、送信電力増幅器のダイナミックレンジは従来の送信選択ダイバーシティによる基地局装置と同程度のものでよい。しかも出力可変による位相変化特性は考慮する必要がないので、送信最大比合成ダイバーシティによる基地局装置よりも構造が簡単で安価な送信電力増幅器が利用でき、装置の小型、低コスト化が可能となる。さらに最大受信レベルブランチに対し受信レベルが規定値以下のブランチについては、送信電力を 0 とする制御を行うことで送信に要する消費電力を平均的に低下させる

ことができ、周波数の利用効率が向上する優れた無線基地局装置を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の実施の形態１における無線基地局装置のブロック図

【図２】本発明の実施の形態１における無線基地局装置の位相差検出部の構成を示す回路およびブロック図

【図３】本発明の実施の形態１における無線基地局装置の位相差検出部の動作を示す説明図

【図４】本発明の実施の形態１における無線基地局装置の動作時の位相関係を示す説明図

【図５】本発明の実施の形態２における無線基地局装置のブロック図

【図６】本発明の実施の形態３における無線基地局装置のブロック図

【図７】本発明の実施の形態４における無線基地局装置のブロック図

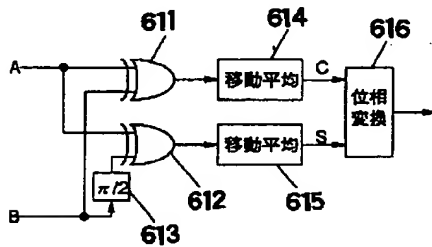
【図８】本発明の実施の形態４における無線基地局装置の移相器の構成を示すブロック図

【符号の説明】

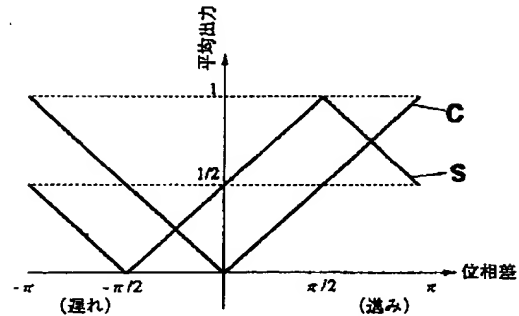
- * １ アンテナ
- ２ アンテナ切換器
- ３ 受信回路
- ４ 受信回路
- ５ 受信回路
- ６ ウェイト計算部
- ８ 変調器
- ９ 周波数変換器
- １０、１００ 移相器
- １１、１１０ 電力増幅器
- ６１ 位相差検出部
- ６３ メモリ
- ６４ 符号反転部
- ６５ 補正值メモリ
- ６６ 減算器
- ７１ 乗算器
- ７２ 合成部
- １０１ 分布定数線路
- ６２０ ローパスフィルタ

* 20

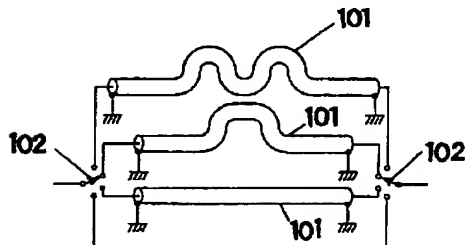
【図２】



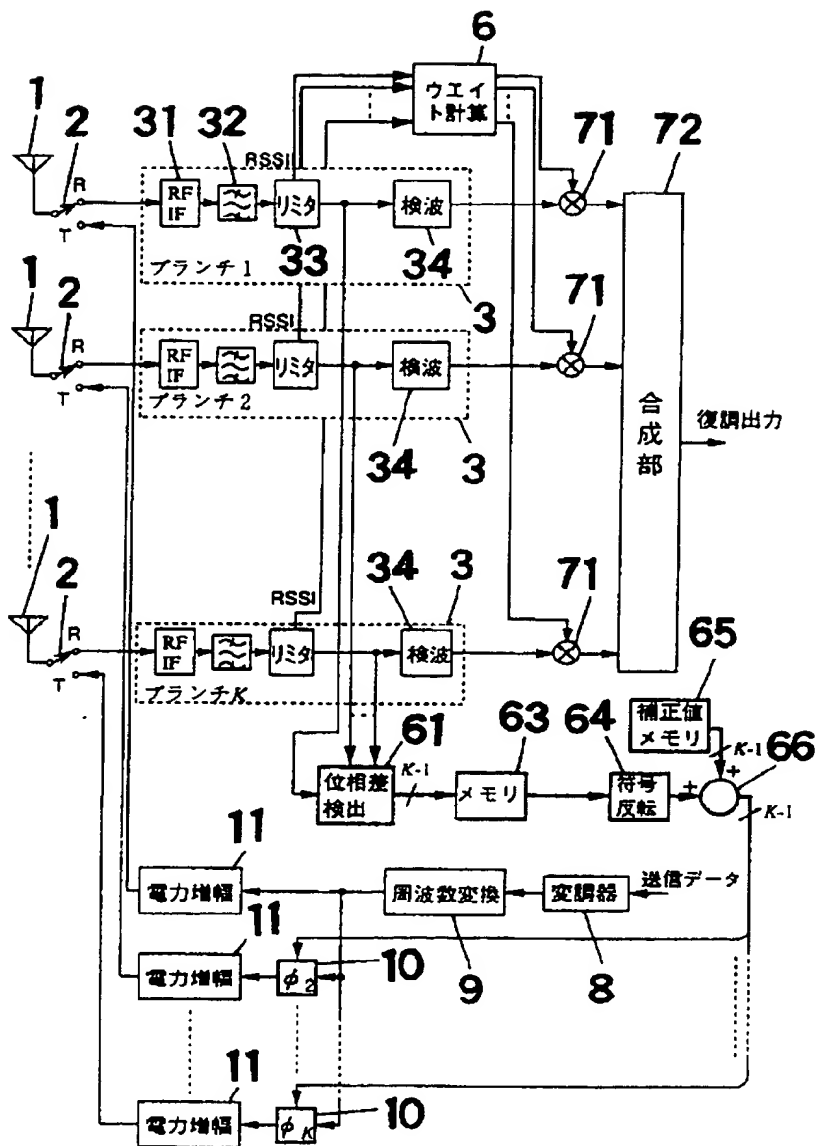
【図３】



【図８】

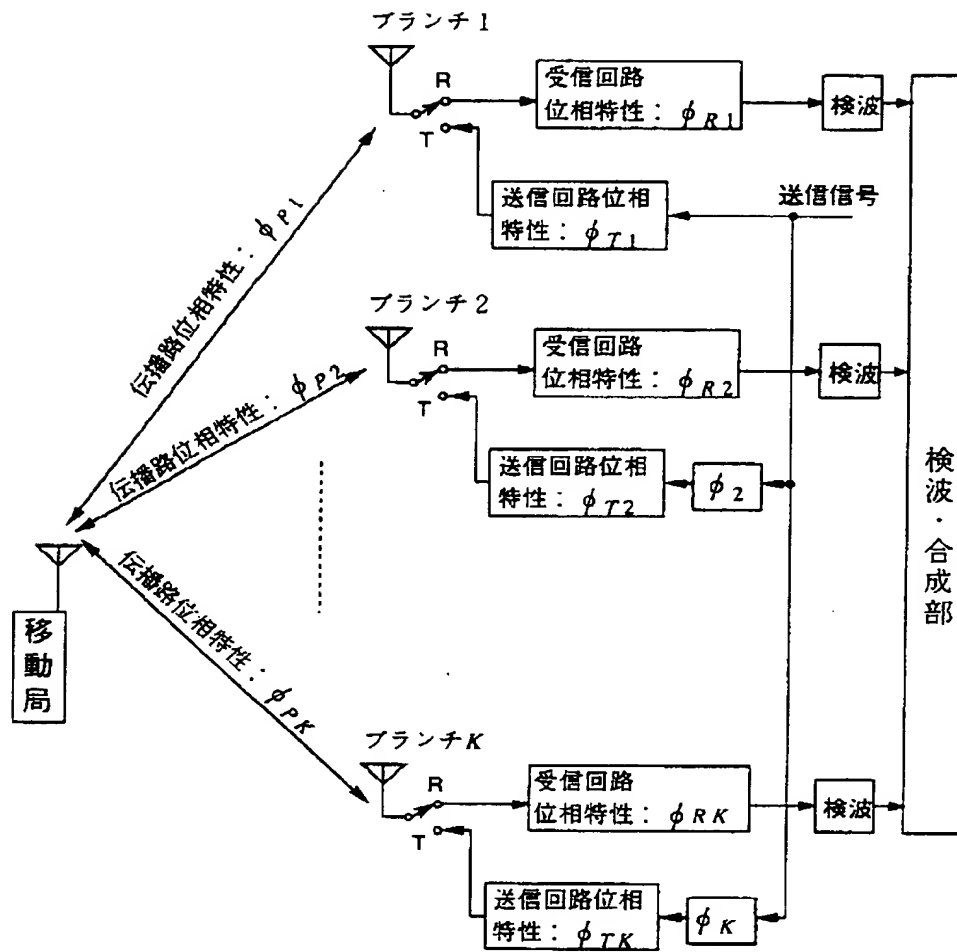


【図1】

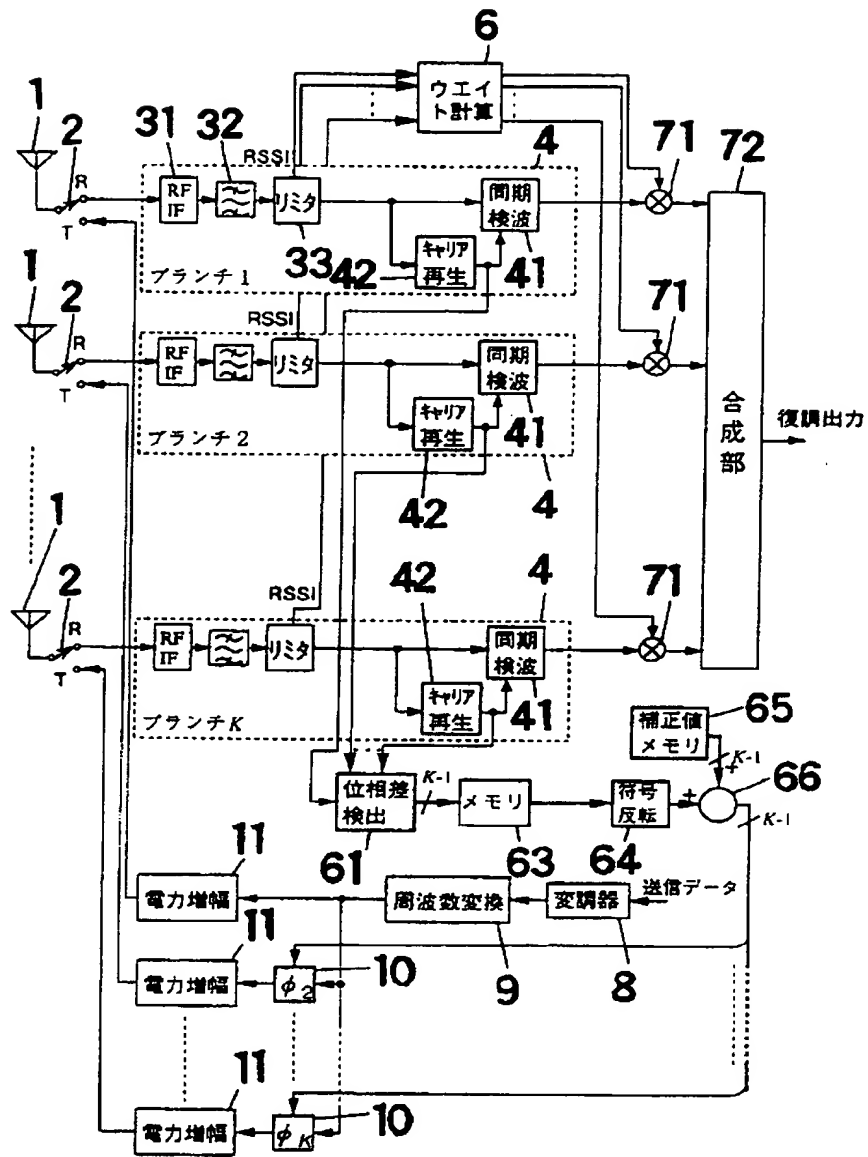


- | | | | |
|----|---------|----|--------|
| 1 | アンテナ | 11 | 電力増幅器 |
| 2 | アンテナ切換器 | 61 | 位相差検出部 |
| 3 | 受信回路 | 64 | 符号反転部 |
| 6 | ウェイト計算部 | 66 | 加算器 |
| 9 | 周波数変換器 | 71 | 乗算器 |
| 10 | 移相器 | | |

【図4】

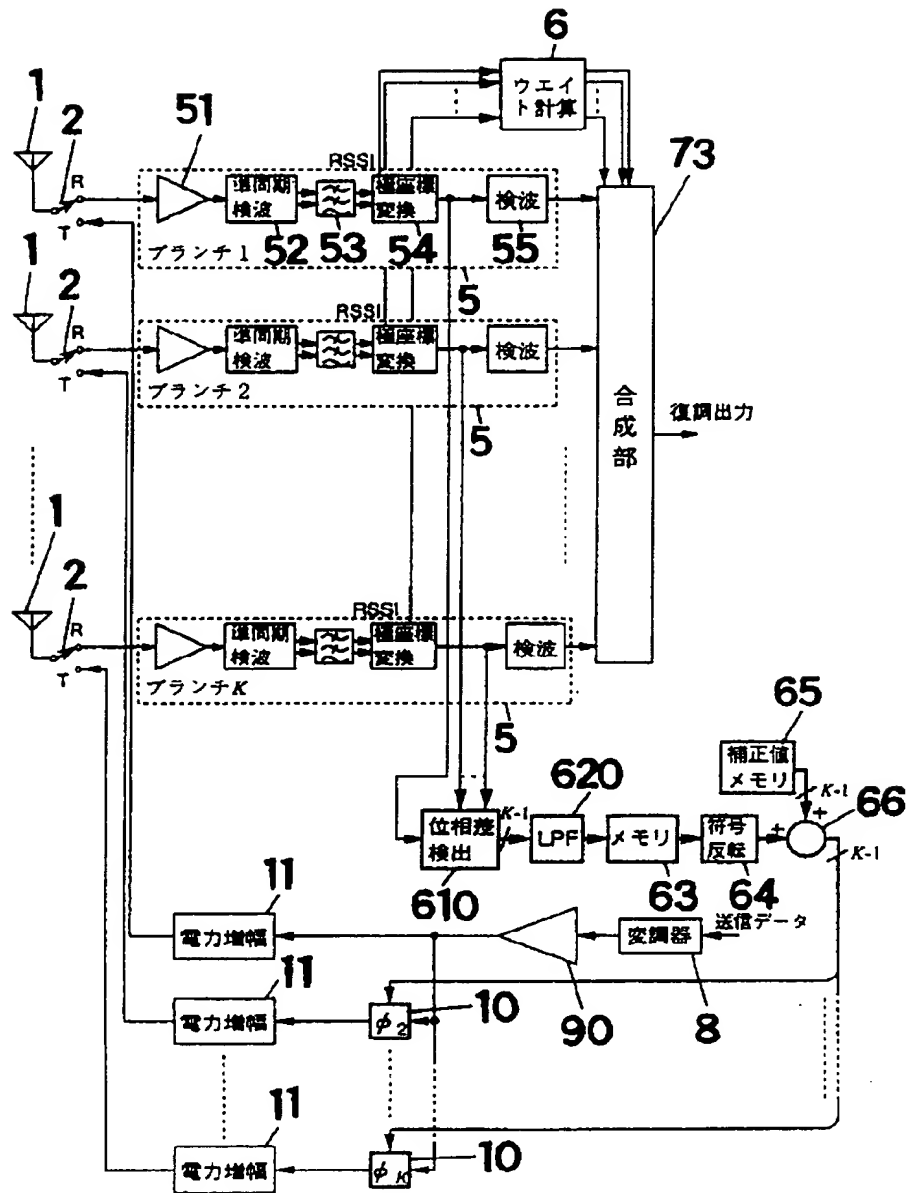


【図5】



4 受信回路

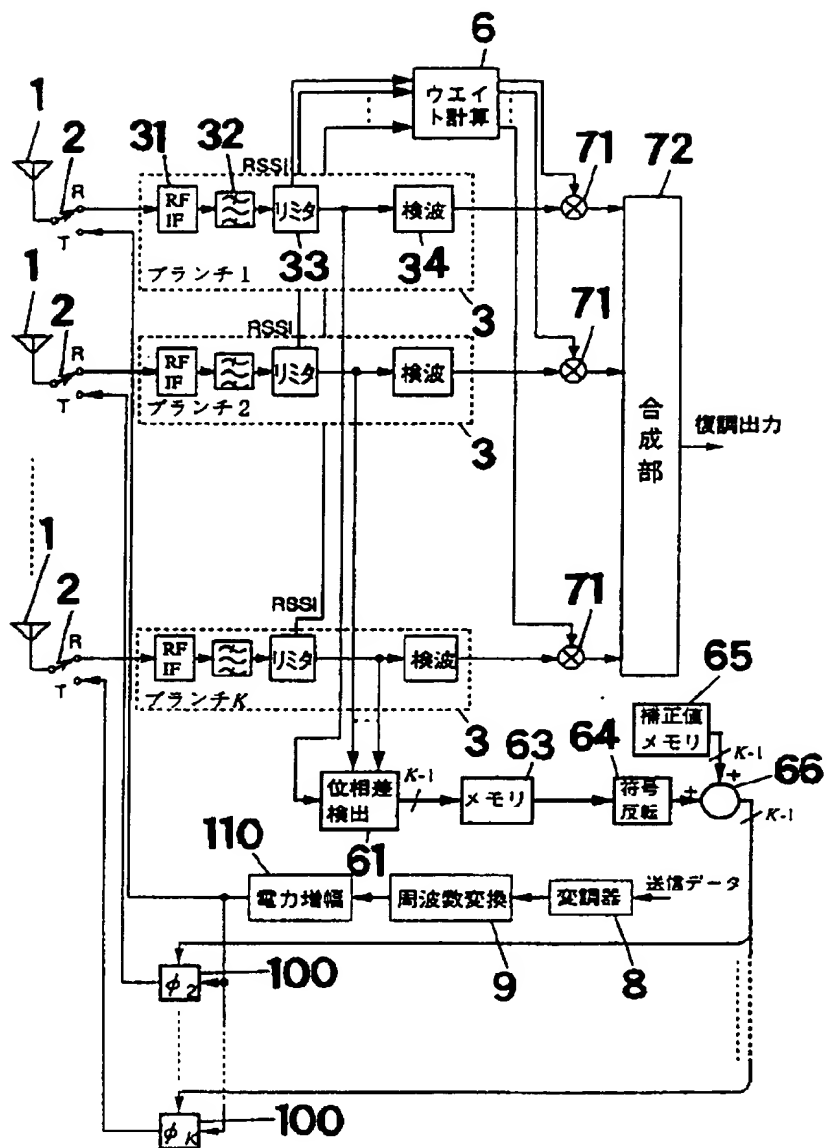
【図6】



5 受信回路

620 ローパスフィルタ

【図7】



100 移相器
110 電力増幅器